

MB-OFDM UWB 시스템의 물리 계층 성능 분석

정회원 이 문 승*

Analysis of Physical Layer Performance for MB-OFDM UWB System

Moon Seung Lee* *Regular Member*

요 약

UWB(Ultra Wide Band) 방식은 상당히 짧은 폭의 펄스와 확산을 이용하여 다른 무선 방식과 공존 가능한 효과적인 기술이다. 멀티 밴드 OFDM은 UWB와 같이 3.1[GHz]에서 10.6[GHz]까지 둘 다 사용을 인정하고 있다. 그러나 같은 주파수를 사용함으로써 적잖은 간섭 문제가 발생한다.

본 논문에서는 최근 급부상하고 있는 MB-OFDM UWB 통신 시스템의 성능을 분석하고, 대표적인 물리 채널 환경에서 시스템의 BER 성능을 시뮬레이션을 통하여 분석하였다.

성능 분석 결과, 주파수 비선택적 페이딩 채널에서 도플러 속도를 변화시켰을 때 채널 보상이 완벽한 경우에는 BER 성능 변화가 거의 나타나지 않지만, 채널 보상을 수행하지 않은 경우에는 전송 데이터가 모두 손상됨을 알 수 있었다. 또한 채널 보상 기법으로 pilot symbol coherence scheme을 적용한 경우에는 채널 보상이 완벽한 경우보다 2~3dB의 성능 열화가 발생함을 확인하였다. 그리고 주파수 선택성 페이딩 채널에서, 보호 대역보다 작은 경로 지연이 발생한 경우에는 성능 열화가 크게 발생하지 않지만, 경로 지연이 보호 대역의 범위를 넘어서면 성능 열화가 크게 나타남을 알 수 있었다.

Key Words : UWB-IR, OFDM, MB-OFDM

ABSTRACT

UWB(Ultra Wide Band) is an effective technique that enables coexistence with other radio systems using very short pulses and spread spectrum. Multi band OFDM(MB-OFDM) will be used in same band from 3.1 [GHz] to 10.6[GHz] as well as UWB. But, As using the same frequency band, not a few interference problems have been occurred.

In this paper, the function of the merging MB-OFDM UWB communication system has been analyzed, and also BER function of the system was analyzed through simulation with the representative physical channel circumstances.

Based on the analysis, when the Doppler speed was altered in frequency non-selective fading channel, it was revealed that BER function barely changes when the channel is perfect. But the transferred data have been all corrupted when the channel compensation has not been performed. Also, when pilot symbol coherence scheme was applied with the channel compensation technique, it was confirmed that functional degradation occurs by 2~3dB compare to the perfectly compensated channel. And in frequency selective fading channel, as compared with the small functional degradation caused by the path-delay smaller than the Guard band, the significant functional degradation occurs when the path-delay exceeds the guard band range.

※ 본 연구는 2008년도 인하공업전문대학 학술연구비 지원에 의해 수행되었습니다.

* 인하공업전문대학 정보통신과 (mslee@mail.inhatc.ac.kr)

논문번호 : 09052-0927 접수일자: 2009년 9월 27일

I. 서 론

최근 정보통신의 기술은 유비쿼터스를 향한 차세대 고속 무선 네트워크 통신 기술이 중심이 되고 있다. UWB(Ultra Wide Band) 시스템은 가까운 장래의 센서 네트워크와 고속 무선 통신 시스템의 후보로 거론되고 있다^[1].

UWB는 상당히 짧은 펄스를 이용하여 Spectrum을 초광대역에 확산하고, MB-OFDM은 주파수 호핑(hopping)을 이용함으로써 다른 무선 시스템과 공존이 가능한 기술로 연구 개발이 활발히 진행되고 있다^[2].

그러나 쌍방이 같은 주파수대를 사용하면 간섭이 발생한다. 미국 FCC에서 정한 UWB의 민간 사용에 관한 법률에서는 3.1[GHz]에서 10.6[GHz]까지 UWB와 MB-OFDM 둘 다 사용이 인정되고 있다^[3].

각국에서도 UWB의 법제화에 대한 의견이 활발히 이루어지고 있으며 UWB가 다른 협대역 무선 시스템에 주는 영향에 대해서도 다양한 연구가 진행되고 있다. 또한 UWB에 대한 방사전력제한이 미국에 의해 엄격해진다고 예상하는 국가들이 많아서 이 경우를 대비하여 UWB를 사용하는데 있어 피간섭 경감의 연구는 더욱더 중요하다^[4].

특히 UWB 기반으로 10[m] 이내에서 110[Mbps]~480[Mbps]급 초고속 데이터 전송을 위한 물리계층(Alternate PHY) 결정을 위해 유수 관련업체들이 연구 중에 있다^[5].

멀티 밴드 UWB 시스템 구조는 싱글 밴드 임펄스 라디오 시스템과 비교하여 RF간 믹서 도입에 의해 시스템 비용이 증가한다는 단점에도 불구하고, 초고속 데이터 전송 및 기존의 이동통신방식과의 원활한 공존을 위해 표준화 물리 계층이나 다중접속방식을 담당하는 물리 부 계층이 있다^[6].

UWB 방식을 표준화하기 위하여 전송방식의 측면에서 크게 세 가지로 분류된다. 전체 주파수 대역을 몇 개의 주파수 블록(sub-band) 단위로 나누어서 사용하는 멀티밴드(Multi-Band) 방식, 주파수폭을 넓게 잡는 싱글밴드(Single Band) 방식 및 OFDM의 부반송파 단위로 이용 주파수를 정하는 OFDM 방식으로 구분한다. 대부분 회사들은 FCC에서 규정한 3.1[GHz]~10.6[GHz]에 이르는 초광대역을 약 500 [MHz] 가량의 일정 대역폭을 갖는 여러 개의 서브밴드로 나누어 사용하는, 즉 멀티밴드의 개념을 제시하고 있다^{[7][8]}.

본 논문에서는 최근 급부상하고 있는 MB-OFDM

UWB 통신 시스템의 성능을 분석하고, 또한 대표적인 물리 채널 환경에서 시스템의 BER 성능을 시뮬레이션을 통해 분석하고자 한다.

특히 주파수 비선형적 페이딩 채널에서 도플러 속도를 변화 시켰을 때 채널 보상을 수행한 경우와 수행하지 않은 경우, BER 성능 변화를 분석하고자 한다.

II. MB-OFDM UWB 시스템

2.1 UWB 시스템

UWB 펄스는 다양한 파형이 있지만 본 논문에서는 정현파 가우스 펄스를 이용한다^[9].

$$s(t) = \sqrt{p} \sum_{m=-\infty}^{\infty} d_m s_o(t - m T_r) \quad (1)$$

$$s_o(t) = \exp\left(-\frac{\alpha t^2}{\tau}\right) \sin(2\pi f_o t) \quad (2)$$

여기서 α 는 펄스폭을 말하며 -10[dB]로 정하면, $\alpha = \log_e 10$ 이 된다. τ 는 펄스폭의 1/2, f_o 는 펄스의 중심주파수이고 T_r 은 펄스의 송신 반복 간격으로 이 펄스를 BI-Phase 변조로 송신한다. 따라서 $d_m = \pm 1$ 이 된다. 간섭의 영향을 정확하게 평가하기 위하여 직접 확산은 하지 않는다. 수신측에서 수신한 검파 파형은 다음과 같다^[10].

$$c_m = \int_{mT_r - \frac{T}{2}}^{mT_r + \frac{T}{2}} r(t) \cdot v(t - mT_r) dt \quad (3)$$

$$d_{r m} = \begin{cases} +1 (c_m > 0) \\ -1 (c_m < 0) \end{cases} \quad (4)$$

$r(t)$ 는 수신신호, c_m 은 상관치, $d_{r m}$ 은 수신부호, T 는 상관치를 구할 때의 적분간격을 나타낸다. 펄스를 이용한 UWB 송수신기의 구성도는 그림 1과 같다.

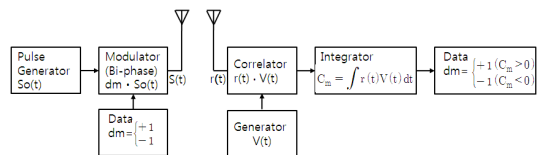


그림 1. UWB 송수신기의 구성도
Fig 1. Bolck diagram of UWB transmitter-receiver

2.2 멀티밴드의 구성

MB-OFDM은 그림 2에서와 같이 3.1[GHz~10.6 GHz]을 528[MHz]의 14개의 서브 밴드로 분할한다. 각 서브 밴드로 OFDM에서 변조되어 특성의 호핑 패턴에 따라 서브 밴드를 바꾸면서 통신을 한다^[11].

가장 주파수가 낮은 세 가지의 서브 밴드(#1, #2, #3)를 이용하는 것을 모델이라고 부르고, 다른 호핑 패턴에 의해 최대 네 가지의 piconet을 동시에 동작할 수 있다.

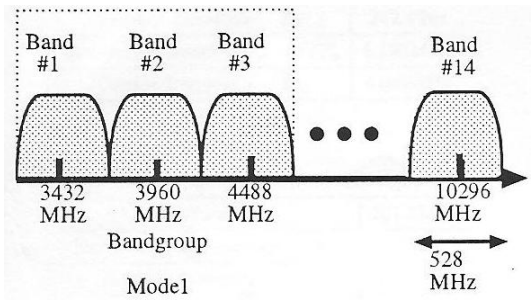


그림 2. 멀티 밴드의 구성도
Fig 2. Bolck diagram of Multi band

2.3 송수신기 모델

그림 3은 송신기의 구성도로 먼저 데이터를 생성하고 convolutional 부호로 부호화한 다음 puncture에 의해 부호화율을 변경하고 block interleaver를 행한다. PPM 변조후에 pilot 신호를 추가하고 IFFT으로 mapping한 다음 반송파대에서 변조하여 송신한다.

MB-OFDM의 방식에서는 주파수 확산에 의해 페이딩 내성을 향상 시킬 수 있다^[12].

제안 방식으로 시간 확산을 행하는 TFI- OFDM (Time Frequency Interleaved OFDM)을 이용하면 하나의 서브 밴드를 점유하는 OFDM 심볼들이 시간과 주파수상으로 Interleaving 되어 전송되며 구성도는 그림4와 같다^[13].

특정 시간에 전송되는 OFDM 심볼을 위해서는 3개의 서브 밴드 중 단지 하나만의 서브 밴드가 사

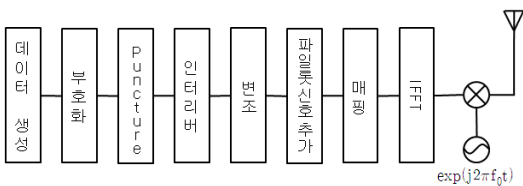


그림 3. MB-OFDM 송신기 구성도
Fig 3. Bolck diagram of transmitter of MB-OFDM

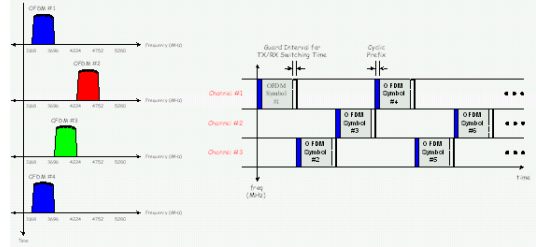


그림 4. TFI-OFDM 구성도
Fig 4. Bolck diagram of TFI-OFDM

용되며 이를 통해 OFDM 고유의 장점인 다중 경로 페이딩과 협대역 간섭에 강함을 확인할 수 있다.

그림 5는 수신기의 구성도로 안테나에서 수신 후, 수신 신호를 증폭할 때 AWGN이 첨가된다. 그리고 고주파 발진기와 π/2 위상기를 이용한 다이버시티 컨버전(diversity conversion)을 실행하고, 반송파대의 고주파 신호에서 베이스밴드 신호로 변환한다.

이 때 π/2 위상기의 시프트가 정확하지 않으면 감쇠가 발생한다. 이 감쇠는 FFT를 사용하여 보정하고 채널의 응답 지연도 보정한다. 보정은 데이터 심볼 송신 전에 보내지는 pilot 심볼을 이용하여 실행한다. 위상 변화가 일어나는 페이딩 채널에서는 지연파에 의해 왜곡된 정보가 포함되기 때문에 응답의 보정이 동시에 행하여져야 한다.

그 후, IFFT로 mapping되어 있던 신호의 삭제, pilot 보정, 복조가 실행된다. 복조에서는 Deinterleaver와 Depuncture를 행하여 Viterbi 판정을 이용하여 복호한다.

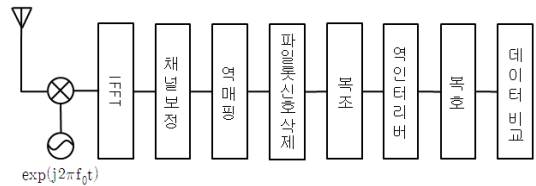


그림 5. MB-OFDM 수신기 구성도
Fig 5. Bolck diagram of receiver of MB-OFDM

2.4 MB-OFDM 시스템의 신호대 잡음비

U개의 OFDM 심볼 구간에서 반송파 신호는 다음과 같다.

$$x(t) = \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{k=-T/2}^{K/2-1} X_{u,k} g_k(t-uT_s) \quad (5)$$

$x_{u,k}$ 는 u 번째의 심볼 캐리어의 신호가 전송될 때 송신신호이고 T_s 는 심볼의 길이로 다음과 같다^[14].

$$g_k(t) = \begin{cases} e^{-j2\pi \frac{k}{T_e} t} & (-T_g \leq t \leq T_e) \\ 0 & (t < -T_g, t > T_e) \end{cases} \quad (6)$$

T_e , T_g 는 유효 심볼 길이 이고, guard interval로 $T_s = T_e + T_g$ 를 만족 시킨다. MB-OFDM 수신기로 수신된 신호 $y(t)$ 는 다음과 같이 나타 낼 수 있다.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t-\tau)d\tau e^{-j2\pi \Delta f t} \quad (7)$$

여기서 $h(\tau)$ 는 등가 저역에서의 전송로의 임펄스이고 Δf 는 차세대(4세대) 통신의 MB-OFDM의 서브 밴드의 중심주파수로 다음과 같다.

$$\Delta f = F_g - F_u \quad (8)$$

F_u 는 MB-OFDM의 중심주파수, F_g 는 차세대(4세대) 통신의 중심주파수이고 수신기에 가해지는 잡음 항은 생략되었다. MB-OFDM측에서는 수신신호 $y(t)$ 를 FFT로 처리할 때 MB-OFDM에서의 제 v 번째의 FFT의 제 l 캐리어에서의 출력신호를 $Y(v,l)$ 라고 하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_{v,l} = \int_{v, T_u}^{v, T_u + T_u} y(t-\xi)e^{-j2\pi \frac{l}{T_u} t} dt \quad (-64 \leq l < 64) \quad (9)$$

T_u 는 MB-OFDM의 유효 심볼 길이, ξ 는 상대 시간 지연을 나타낸다. 심볼의 길이는 충분히 길어서 ($T_u \ll T_s$) FFT 구간 내에서 데이터의 전환은 없는 것으로 하면 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$Y_{v,l} = T_u \sum_{k=-K/2}^{K/2-1} X_{u,k} H\left(\frac{k}{T_e}\right) \text{sinc}\left(\alpha_{k,l,\Delta f} \frac{T_u}{2}\right) e^{-j\alpha_{k,l,\Delta f} \left(v+\frac{1}{2}\right) T_u} \quad (10)$$

수신기에 있어서 25개의 서브 캐리어의 FFT 평균전력과 그 외의 FFT 출력의 평균전력을 비교한다. MB-OFDM의 M개의 캐리어가 존재한다고 하고 그 때의 FFT 출력을 $Y_{v, M_0}, \dots, Y_{v, M_0+M-1}$ 이라고 하면 검출을 위한 변수 Y 와 Z 는 다음과 같다.

$$Z = \sum_{l=M_0}^{M_0+M-1} |Y_{v,l}|^2 \quad (11)$$

$$Y = \sum_{l=-64}^{M_0-1} |Y_{v,l}|^2 + \sum_{l=M_0+M}^{63} |Y_{v,l}|^2 \quad (12)$$

M_0 는 MB-OFDM의 캐리어내에서 신호와 겹치는 최초의 캐리어 번호이고, Z 는 FFT 출력의 M 캐리어의 신호성분과 잡음의 전체전력, Y 는 그 외의 캐리어의 잡음전력이다. 만약 신호가 전송되고 있다면 Z 는 Y 보다도 큰 값이 된다. 그 때의 식은 다음과 같다.

$$10 \log_{10} \frac{\hat{\sigma}_C^2}{\hat{\sigma}_N^2} \quad (13)$$

$\hat{\sigma}_C^2$, $\hat{\sigma}_N^2$ 는 M캐리어 성분의 추정된 평균 전력과 (N-M)캐리어 성분의 평균 전력이 되어 다음과 같은 식이 된다.

$$\hat{\sigma}_N^2 = \frac{Y}{N-M} \quad (14)$$

$$\hat{\sigma}_C^2 = \frac{Z}{M} \quad (15)$$

또 이 모델에서는 768개의 서브밴드로부터 구성된 신호가 OFDM 신호가 되고 4G의 신호 성분은 25개의 FFT 출력에 집약되기 때문에 중심극한 정리에 의해 4G 신호를 독립적인 가우스 규칙 변수에 가깝다고 규정했다.

식 (15)를 이용하여 FFT 출력에 있어 4G 성분의 평균을 0으로 하고, 분산 $\sigma_4^2 G$ 의 독립적인 가우스 불규칙 변수를 근사값을 정한 경우 두 패턴으로 실행한다. 이때의 신호대 잡음비 SNR은 다음과 같이 표현된다^[15].

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{\sigma_4^2 G}{\sigma_N^2} \quad (16)$$

여기서 $\sigma_4^2 G$ 는 대역내의 평균전력, σ_N^2 은 백색 가우시안 잡음의 평균전력을 나타낸다.

III. 물리 계층 페이딩 채널 시뮬레이터 모델

본 논문에서 적용한 페이딩 채널 시뮬레이터 모델은 페이딩 신호를 도플러 주파수(Doppler frequency)와의 적절한 위상 변이로 생성된 동위상(In-phase)과 직교 위상(Quadrature-phase)인 정현파 신호의 합으로 생성한다. 이 모델에서는 도플러 시프트 성분 (w_n)과 초기 위상 시프트(θ_{nj})를 고려한 직교값을 선정하는데 j^{th} 경로 페이딩 포락선의 동위상과 직교 위상 요소들은 다음과 같다.

$$X_{c_j}(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_o} \cos\theta_{nj} \cos(\omega_n t + \pi j/2) \quad (17)$$

$$X_{s_j}(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_o} \sin\theta_{nj} \cos(\omega_n t + \pi j/2) \quad (18)$$

위의 식에서 각 변수는 다음과 같이 정의된다.

$$\theta_{nj} = \frac{\pi n j}{N_o}, \quad (j = 1, 2, \dots, N_o - 1),$$

$$\omega_m = 2\pi V/\lambda,$$

$$\omega_n = \omega_m \cos \frac{2\pi(n-0.5)}{N},$$

여기서, V 는 이동체 속도이고 λ 는 반송파 파장이며, $N = 4(N_o + 1)$ 로서 N_o 는 발진기의 개수를 의미한다.

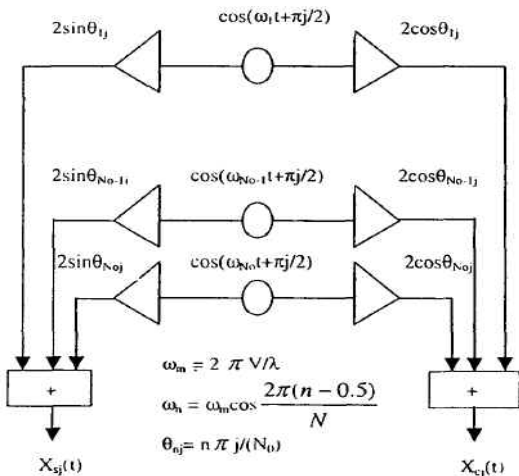


그림 6. 페이딩 채널 시뮬레이터 모델
Fig 6. Simulator model of fading channel

θ_{nj} 의 선택은 동위상과 직교 위상 성분이 같은 평균 전력을 가지고, 비상관(uncorrelated)되도록 해야 한다. 추가적인 위상 $\pi j/2$ 는 다른 경로 직교 성분들 사이의 상호 상관(cross correlation)이 0이 되도록 추가한다. N 의 선택은 classical Jakes' model과 같이 oscillator의 수(N_o)로 정해진다^[6].

본 논문에서는 페이딩 채널을 주파수 비선택성 페이딩과 주파수 선택성 페이딩 환경으로 크게 나누어 시뮬레이션을 수행하였으며, 시뮬레이션 수행 시 주요 파라미터들은 다음 표와 같다.

표 1. 주파수 비선택성 페이딩의 주요 파라미터

파라미터	값
경로(path) 수	2 path
경로 지연	없음
채널 보상	pilot symbol coherence scheme 적용 또는 비적용
속도	가변
주파수대	5GHz

표 2. 주파수 선택성 페이딩의 주요 파라미터

파라미터	값
경로(path) 수	2 path
경로 지연	0.2 μ sec, 0.6 μ sec, 1 μ sec,
채널 보상	pilot symbol coherence scheme 적용
속도	60Km/h
주파수대	5GHz

IV. 시뮬레이션 성능 평가

본 논문에서는 대표적인 물리 채널 환경에서 MB-OFDM UWB 방식의 시스템 성능을 시뮬레이션을 통해 분석하였다.

그림 7과 그림 8은 주파수 비선택성 페이딩 채널에서 채널 보상(위상 보상)이 완벽한 경우와 채널 보상 기법으로 pilot symbol coherence scheme을 적용한 경우의 도플러 속도(Doppler shift)에 따른 BER 성능을 나타낸 그림이다.

성능 분석 결과, 주파수 비선택적 페이딩 채널에서 도플러 속도를 변화시켰을 때 채널 보상이 완벽한 경우에는 BER 성능 변화가 거의 나타나지 않지만, 채널 보상을 수행하지 않은 경우에는 전송 데이터가 모두 손상됨을 알 수 있었다. 또한 채널 보상 기법으로 pilot symbol coherence scheme을 적용한 경우에는 채널 보상이 완벽한 경우보다 2~3dB의

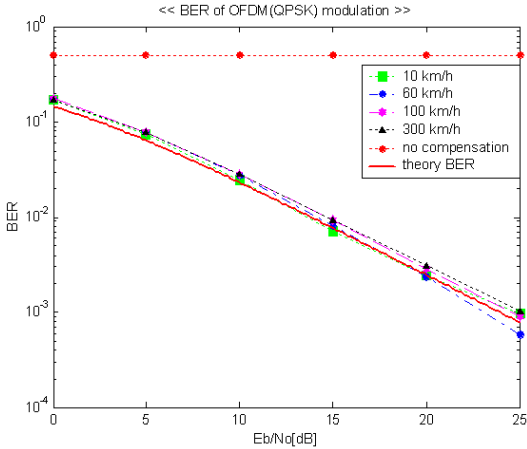


그림 7. 주파수 비선택성 페이딩 채널에서의 BER 성능(no compensation)
 Fig 7. Performance of the BER in frequency non-selective fading channel(no compensation)

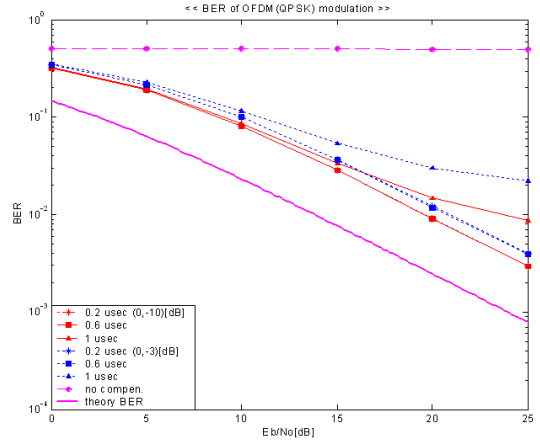


그림 9. 주파수 선택성 페이딩 채널에서의 BER 성능(use pilot symbol coherence scheme)
 Fig 9. Performance of the BER in frequency selective fading channel(use pilot symbol coherence scheme)

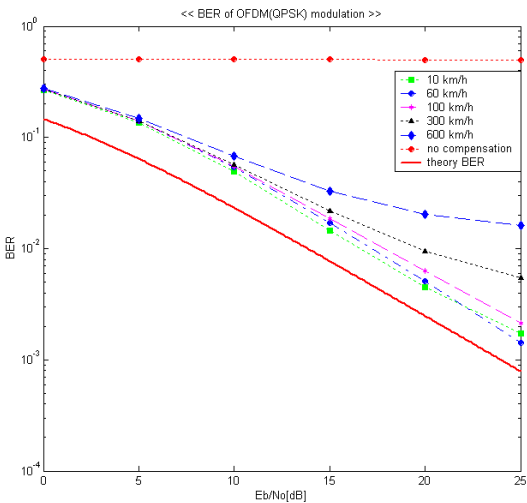


그림 8. 주파수 비선택성 페이딩 채널에서의 BER 성능(use pilot symbol coherence scheme)
 Fig 8. Performance of the BER in frequency non-selective fading channel(use pilot symbol coherence scheme)

성능 열화 발생함을 알 수 있고, 더구나 이동체의 속도가 100 Km/h 이상이 될 경우 error floor 현상이 발생함을 알 수 있었다.

그림 9는 주파수 선택성 페이딩 채널에서 채널 보상 기법으로 pilot symbol coherence scheme을 적용한 경우의 도플러 속도(Doppler shift)에 따른 BER 성능을 나타낸 그림이다. 본 논문에서는 MB-OFDM 심볼 프레임을 4 μ sec(0.8 μ sec : 보호

대역, 3.2 μ sec : 데이터 계열)로 구성하여 시뮬레이션을 수행하였다. 성능 분석 결과, 경로 지연을 0.2, 0.6 μ sec로 하여 시뮬레이션을 수행한 경우에는 보호 대역보다 작은 경로 지연이 발생하였으므로 성능 열화가 크게 발생하지 않음을 알 수 있었지만, 경로 지연을 1 μ sec로 하여 시뮬레이션을 수행한 경우에는 보호 대역의 범위를 넘어서서 성능 열화가 크게 나타남을 알 수 있었다.

V. 결론

본 논문에서는 최근 급부상하고 있는 MB-OFDM UWB 통신 시스템의 성능을 분석하였고, 또한 대표적인 물리 채널 환경에서 시스템의 BER 성능을 시뮬레이션을 통해 분석하였다.

성능 분석 결과, 주파수 비선택적 페이딩 채널에서 도플러 속도를 변화시켰을 때 채널 보상이 완벽한 경우에는 BER 성능 변화가 거의 나타나지 않지만, 채널 보상을 수행하지 않은 경우에는 전송 데이터가 모두 손상됨을 알 수 있었다. 또한 채널 보상 기법으로 pilot symbol coherence scheme을 적용한 경우에는 채널 보상이 완벽한 경우보다 2~3dB의 성능 열화 발생함을 알 수 있었다. 그리고 주파수 선택성 페이딩 채널에서는 보호 대역보다 작은 경로 지연이 발생한 경우에는 성능 열화가 크게 발생하지 않지만, 경로 지연이 보호 대역의 범위를 넘어서면 성능 열화가 크게 나타남을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] Kohei Ohno, Tetsushi Ikegami, "Inter-ference reduction study for UWB radio", in Proc. WPMC 2003 conf., Yokohama, Japan, Oct.2003.
- [2] M. Z. Win, Robert. A, Scholtz, "Ultra- wide bandwidth time-hopping spread spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications," IEEE Trans. Commun., pp.679-691, vol.48, no.4, April 2000.
- [3] M. Pendergrass, "Time domain supporting text for 802.15.3 alternate physical layer proposed," IEEE p802.15.3/14r1, IEEE working Group for Wireless Personal Area Networks, Mar 2003.
- [4] G. Shor, "TG3a-Wisei-CFP-presentation", IEEE P802.15-03/15Ir3, IEEE working Group for Wireless personal Area Networks, May 2003.
- [5] Anuj. Batra, Jaiganesh Balakrishnan, G. Roberts Aiells, Foersta, and Anand Dabak, "Design of a multi-band OFDM systems for realistic UWB channel invironment," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.52, no.9, Setember 2004.
- [6] 富木 淳史, 川貴 稔, 林岳 彦, "USB波源から狭帯域ワイヤレス転送システムへの干渉の實驗的平価", 信學技報, pp.25-32, WBS-2003-17, May.
- [7] FEC, ET Docket 98-15-3, "First report and order: Revision of port 15 of the commission's rules regarding ultra wide band transmission systems," Adopted : February 14, 2002, Released: April 22, 2002.
- [8] R. Chebl and V.G Fpigatsarp, "Per- formance of multiband-OFDM in IEEE UWB channels", M.Sc thesis report, Signal and Systems, Chalmers Univ. of Technology, Sweden, 2004.
- [9] Kazimierz. Siwiak, "UWB radio technology in wireless PANS", VTC 2002 Spring Tutorial Viewgraph, May. 6, 2002.
- [10] 大野 光平, 井家 上哲史, "Pulse Band UWBと MB-OFDMの共存に關する検討" 信學技報, IEICE Technical Report, IT 2005-68, ISEC 2005-123, pp25-30. WBS 2005-82(2006-03).
- [11] Anuj Batra, "Time multi-band OFDM physical Layer proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a", IEEE p802.15-04/493r1- Tg3a, Sep 2004.
- [12] 加藤 洋平, 幾野 剛志, 眞田 幸俊, "MB-OFDMにおける送信グイバーシティを用いたIQイソバラソスの補正", 信學技報, ICICE Technical Report, IT2005-69, ISEC 2005-126, pp.31-36, WBS2005-83 (2006-03).
- [13] S. Muneta, Y. Matsumats, N. Mochizuki and M. Umehira, "A new frequency domain link adaptation scheme for broadband OFDM systems", Proc. IEEE VTC 1999-Fall, pp.253-257, Sep.1999.
- [14] 小金 龍輔, 藤井 雅弘, 伊丹 誠, 伊藤 續二, "MB-OFDM受信機におけるDAAのための4G信号検出に關する-検討", 信學技報, IEICE Technical Report SIP2006-48, pp.25-30, WBS2006-12(2006-07).
- [15] Kohei ohno, Tetsushi Ikegami, "Inter-ference mitigation stuey for UWB radio using template waveform processing", IEEE MTT Transaction, vol.54-4, Apr. 2006.
- [16] Jakes, C. William, Microwave Mobile Communi- cations, Wiley, 1974.

이 문 승 (Moon Seung Lee)

정회원



1969년 2월 한국항공대학교 통
신공학과 공학사
1982년 2월 숭실대학교 전자공
학과 공학석사
1992년 8월 숭실대학교 전자공
학과 공학박사

1975년 3월~현재 인하공업전문대학 정보통신과 교수
〈관심 분야〉 UWB-IR, OFDM ,WPAN, MB-OFDM